

1 JP-A-2001-57578

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-057578

(43)Date of publication of application : 27.02.2001

(51)Int.Cl. H04L 27/20  
H03F 1/32  
H04B 1/04  
H04L 27/36

(21)Application number : 11-230744

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 17.08.1999

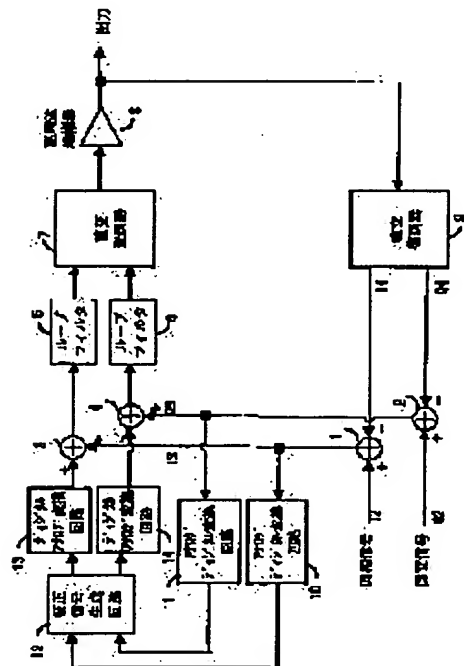
(72)Inventor : HAMAZAKI TOSHINORI

## (54) LINEAR COMPENSATION CIRCUIT

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To enhance degree of distortion improvement in a Cartesian feedback circuit that reduces the distortion in a radio transmitter.

**SOLUTION:** A local in-phase demodulation signal I4 and a local quadrature demodulation signal Q4 obtained by applying locally demodulating to branched part of a transmission output are subtracted from an in-phase signal I2 and a quadrature signal Q2 respectively to calculate an in-phase error signal I3 and a quadrature error signal Q3. The in-phase error signal I3 and the quadrature error signal Q3 are converted into digital signals, given to a correction signal generating circuit 12, which generates a correction signal. The correction signal are converted into analog signals and added to the in-phase error signal I3 and the quadrature error signal Q3 at adders 3, 4 respectively to enhance a degree of distortion improvement. While keeping a distortion improvement effect, the bandwidth capable of distortion improvement is extended and distortion due to a characteristic change or the like resulting from a noise, a temperature and a power supply voltage change of a transmitter can be enhanced.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

JP-A-2001-57578

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2001-57578  
(P2001-57578A)

(43) 公開日 平成13年2月27日 (2001.2.27)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	チーコード* (参考)
H 0 4 L 27/20		H 0 4 L 27/20	Z 5 J 0 9 0
H 0 3 F 1/32		H 0 3 F 1/32	5 K 0 0 4
H 0 4 B 1/04		H 0 4 B 1/04	R 5 K 0 6 0
H 0 4 L 27/36		H 0 4 L 27/00	F

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平11-230744

(22) 出願日 平成11年8月17日 (1999.8.17)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 横崎 俊典

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(74) 代理人 100099254

弁理士 役 昌明 (外3名)

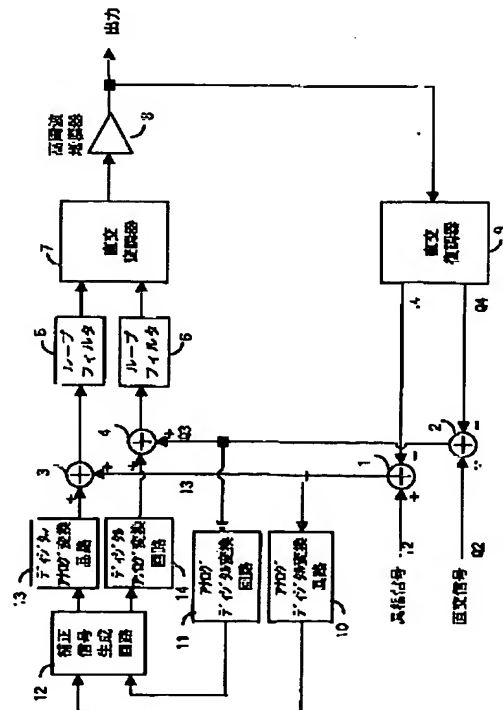
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 線形補償回路

(57) 【要約】

【目的】 無線送信機における歪みを低減するカーテシアン・フィードバック回路において、歪み改善度を向上させる。

【構成】 送信出力の一部を分岐して局部復調した局部同相復調信号 I 4 および局部直交復調信号 Q 4 を、同相信号 I 2 および直交信号 Q 2 からそれぞれ減算して同相誤差信号 I 3 および直交誤差信号 Q 3 を算出する。この信号をデジタル信号に変換し、補正信号生成回路 12 に入力して補正信号を生成する。補正信号をアナログ信号に変換して、加算器 3 と加算器 4 を用いて、同相誤差信号 I 3 と直交誤差信号 Q 3 に加えることにより、歪み改善度を向上させる。歪み改善効果を保ったまま、歪み改善可能な帯域幅を広げると共に、送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善もできる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 局部復調された局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)を同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)からそれぞれ減算して同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)を算出する減算回路(1、2)と、デジタル・アナログ変換回路(1 3)の出力に前記同相誤差信号(I 3)を加算する加算回路(3)と、デジタル・アナログ変換回路(1 4)の出力に前記直交誤差信号(Q 3)を加算する加算回路(4)と、加算回路(3)および加算回路(4)の出力を帯域制限するループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)と、前記ループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)の出力を搬送波で直交変調する直交変調器(7)と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器(8)と、増幅された信号を送信出力とするとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)に復調して前記減算回路に出力する直交復調器(9)とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路を用いた線形補償回路において、前記減算回路(1、2)から出力した同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換回路(1 0)およびアナログ・デジタル変換回路(1 1)と、前記アナログ・デジタル変換回路(1 0)および前記アナログ・デジタル変換回路(1 1)の出力を入力し補正信号を生成して前記デジタル・アナログ変換回路(1 3)およびデジタル・アナログ変換回路(1 4)に入力する補正信号生成回路(1 2)とを備えたことを特徴とする線形補償回路。

【請求項2】 局部復調された局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)を同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)からそれぞれ減算して同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)を算出する減算回路(1、2)と、デジタル・アナログ変換回路(1 3)の出力に前記同相誤差信号(I 3)を加算する加算回路(3)と、デジタル・アナログ変換回路(1 4)の出力に直交誤差信号(Q 3)を加算する加算回路(4)と、加算回路(3)および加算回路(4)の出力をそれぞれ帯域制限するループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)と、前記ループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)の出力を搬送波で直交変調する直交変調器(7)と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器(8)と、増幅された信号を送信出力とするとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い前記局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)に復調して前記減算回路(1、2)に出力する直交復調器(9)とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路を用いた線形補償回路において、同相入力(I 1)および直交入力(Q 1)に従って補正信号を生成する補正信号生成回路(1 2)と、前記補正信号生成回路(1 2)の出力をアナ

ログ信号に変換するデジタル・アナログ変換回路(1 3)およびデジタル・アナログ変換回路(1 4)と、前記同相入力(I 1)および直交入力(Q 1)を前記同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)にそれぞれ変換するデジタル・アナログ変換回路(2 5)およびデジタル・アナログ変換回路(2 6)とを備えたことを特徴とする線形補償回路。

【請求項3】 局部復調された局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)を同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)からそれぞれ減算して同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)を算出する減算回路(1、2)と、前記同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)をそれぞれ帯域制限するループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)と、前記ループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)の出力を搬送波で直交変調する直交変調器(7)と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器(8)と、増幅された信号を送信出力とするとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い前記局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)に復調して前記減算回路(1、2)に出力する直交復調器(9)とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路を用いた線形補償回路において、同相入力(I 1)および直交入力(Q 1)に従って信号を補正する補正回路(7)と、前記補正回路(7)の出力を前記同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)に変換するデジタル・アナログ変換回路(2 5)およびデジタル・アナログ変換回路(2 6)とを備えたことを特徴とする線形補償回路。

【請求項4】 局部復調された局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)を同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)からそれぞれ減算して同相誤差信号(I 3)および直交誤差信号(Q 3)を算出する減算回路(1、2)と、前記同相誤差信号(I 3)および、直交誤差信号(Q 3)をそれぞれ帯域制限するループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)と、前記ループフィルタ(5)およびループフィルタ(6)の出力を搬送波で直交変調する直交変調器(7)と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器(8)と、増幅された信号を送信出力とするとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い前記局部同相復調信号(I 4)および局部直交復調信号(Q 4)に復調して前記減算回路(1、2)に出力する直交復調器(9)とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路を用いた線形補償回路において、同相入力(I 1)および直交入力(Q 1)に従って信号を補正する振幅角度誤差補正回路(2 8)と、前記振幅角度誤差補正回路(2 8)の出力を前記同相信号(I 2)および直交信号(Q 2)に変換するデジタル・アナログ変換回路(2 5)およびデジタル・アナログ変換回路(2 6)とを備えたことを特徴とする線形補償回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、線形補償回路に関し、特に、無線送信機における歪みを低減するカーテシアン・フィードバック回路における歪み補償を改善した線形補償回路に関する。

【0002】

【従来の技術】線形変調信号を送出するための送信機においては、その直線性が悪いと、変調精度を悪化させるばかりでなく、過剰な帯域外不要輻射を発生し、隣接チャネルに妨害を与える危険性がある。このため、送信機の全動作範囲において直線性を確保する必要がある。従来、送信機の直線性を改善する方法の一つに、いわゆるカーテシアン・フィードバックがある。これは、送信機の出力の一部を局部復調して直交ベースバンド信号にし、変調ベースバンド信号へ負帰還をかけるものである。

【0003】図4は、従来の線形補償方式であるカーテシアン・フィードバック回路の一例を示す概略ブロック図である。図4に示す従来例において、同相入力I1は、局部直交復調された局部同相復調信号I4が減算されて、同相誤差信号I3となる。直交入力Q1は、局部直交復調された局部直交復調信号Q4が減算されて、直交誤差信号Q3となる。同相誤差信号I3と直交誤差信号Q3は、それぞれループフィルタ5とループフィルタ6に入力されて帯域制限された後、直交変調器7で直交復調される。直交変調された信号は、高周波増幅器8で増幅された後、出力される。出力の一部は分岐され、直交復調器9で局部直交復調され、局部同相復調信号I4と局部直交復調信号Q4として出力される。このように、カーテシアン・フィードバックは、ベースバンド帯域でフィードバックをかけることにより、高周波増幅器の線形補償を行っている。

【0004】カーテシアン・フィードバック回路の原理を、図5に示す。入力信号Vinは、減算器に入力され、帰還信号Vmonが減算されて、誤差信号Verrとなる。誤差信号Verrは、利得G1の増幅器で増幅される。増幅器出力に増幅器の歪み成分Vdが加算され、Voutとなる。Voutは減算器に入力され、帰還信号Vmonが生成され、入力Vinから減算される。誤差信号Verrは、 $Verr = Vin - Vmon = Vin - G2 \times Vout$

となる。出力Voutは、

$$Vout = Verr \times G1 + Vd$$

なので、上式をVoutについて解くと、

$$Vout = (G1 \times Vin) / (1 + G1 \times G2) - Vd / (1 + G1 \times G2)$$

となる。以上の様に、歪み成分は補正前に比較して、 $1 / (1 + G1 \times G2)$ 倍に改善されている。

【0005】図11は、図5に示すカーテシアン・フィードバック回路の原理を示す回路の位相特性を示す図である。カーテシアン・フィードバック回路が発振しない

ためには、ループ位相が $-180$  [deg]になる周波数で、ループ利得が $0$  [dB]以下でなければならない。このため、ループ利得が $G_H$ の場合に線形補償が行われる帯域は $0 \sim f_H$ までとなり、ループ利得が $G_L$ の場合に線形補償が行われる帯域は $0 \sim f_L$ までとなる。このように、カーテシアン・フィードバックを用いる場合、ループ利得を上げると、歪み改善が行われる帯域幅が小さくなってしまふ。歪み改善度はループ利得に比例するため、歪み改善度を上げると、歪み改善が行われる帯域幅が小さくなることになる。

【0006】次に、線形補償方式の一つであるプリディストーション方式について説明する。まず、高周波増幅器の歪みについて説明し、入力信号を予め補正をかけることにより高周波増幅器の歪みを除去する方法について述べる。図6に、高周波増幅器の入出力特性を示す。Poutは、高周波増幅器の入力電力がPinの場合の高周波増幅器出力を表している。出力位相 $\theta_0$ は、入力電力がPinの場合の高周波増幅器出力位相を表している。入力Pinが十分に小さい場合の出力位相を $\theta_0$ とする。この時、 $d\theta(Pin)$ は、出力位相の $\theta_0$ からの差を表している。

【0007】図7に、高周波増幅器入出力逆特性のグラフを示す。このグラフは、高周波増幅器の入出力特性の逆関数を表したもので、縦軸と横軸が逆になっている。Pin (Pout)は、Poutの電力の出力を得るために必要な入力電力Pinを表している。以上の定義より、高周波増幅器にPin (Pout)を入力すると、出力電力はPoutとなる。これを式で表すと

$$Pout(Pin(x)) = x$$

となる。

【0008】図8に、高周波増幅器歪み補正特性のグラフを示す。このグラフは、高周波増幅器入出力逆特性のグラフの横軸Poutを小電力時の利得Gpaで割って入力電力に換算したものである。PinPrd (Pin)は、入力電力がPinの場合に、高周波増幅器出力が線形動作時と同じ出力になるために必要な補正後入力電力を表している。

【0009】 $PinPrd(Pin) = Pin(Pin \times Gpa)$ であるので、高周波増幅器に補正後入力電力を加えると出力電力は、

$$\begin{aligned} Pout(PinPrd(Pin)) \\ &= Pout(Pin(Pin \times Gpa)) \\ &= Pin \times Gpa \quad (\because Pout(Pin(x)) = x) \end{aligned}$$

となり、高周波増幅器が線形動作している場合と同じ出力電力が得られる。

【0010】以上の関係より、歪み補正を振幅の補正の方法と、位相の補正の方法について分けて説明する。PinPrdを、利得補正值Gprdで表して

$$Gprd(x) = PinPrd(x) / x$$

とする。この時、高周波増幅器に $Gprd(Pin) \times Pin$

を入力すると、出力は、

$$\begin{aligned} P_{out} &= G_{prd} (P_{in}) \times P_{in} \\ &= P_{out} (P_{inPrd} (P_{in}) / P_{in} \times P_{in}) \\ &= P_{out} (P_{inPrd} (P_{in})) \\ &= P_{in} \times G_{pa} \end{aligned}$$

となり、入力振幅を  $G_{prd} (P_{in})$  倍にすると、高周波増幅器出力では、線形動作時の出力電力が得られる。

【0011】この時、高周波増幅器出力の位相は、 $d\theta$

$$\begin{aligned} (I') &= (\cos(-d\theta) - \sin(-d\theta)) (I) \\ (Q') &= (\sin(-d\theta) - \cos(-d\theta)) (Q) \end{aligned}$$

となる。

$$\begin{aligned} (I') &= (G_{prd} \times \cos(-d\theta) - G_{prd} \times \sin(-d\theta)) (I) \\ (Q') &= (G_{prd} \times \sin(-d\theta) - G_{prd} \times \cos(-d\theta)) (Q) \end{aligned}$$

… (1)

となる。

【0013】同相入力  $I_1$ 、直入力  $Q_1$  を式 (1) に従って補正することにより、高周波増幅器の歪みを除去することができる。

【0014】図10に補正回路の一例を示す。同相入力  $I_1$  と直入力  $Q_1$  は掛算器19、掛算器20にそれぞれ入力され、2乗される。2乗された結果は加算器21に入力され、 $I_1 \times I_1 + Q_1 \times Q_1$  が出力される。補正表は、入力振幅の2乗である  $I_1 \times I_1 + Q_1 \times Q_1$  に従って  $G_{prd} \times \cos(-d\theta)$  と  $G_{prd} \times \sin(-d\theta)$  を出力する。

【0015】補正表出力である  $G_{prd} \times \cos(-d\theta)$  は、掛算器15と掛算器18に入力され、同相入力  $I_1$  および直入力  $Q_1$  と掛け合わされ、掛算器15より  $G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times I_1$  が出力され、掛算器18より  $G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times Q_1$  が出力される。補正表出力である  $G_{prd} \times \sin(-d\theta)$  は、掛算器16と掛算器17に入力され、同相入力  $I_1$  および直入力  $Q_1$  と掛け合わされ、掛算器16より  $G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times Q_1$  が出力され、掛算器17より  $G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times I_1$  が出力される。

【0016】掛算器15の出力と掛算器16の出力は加算器23に入力され、加算器23からは、 $G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times I_1 - G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times Q_1$  が出力される。掛算器17の出力と掛算器18の出力は加算器24に入力され、加算器24からは、 $G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times I_1 + G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times Q_1$

が出力される。以上の操作によって式 (1) に従った操作が行われる。この補正表を用い、入力信号を補正することにより、高周波増幅器出力が線形動作している場合と等しい出力が得られるようになる。

【0017】図9は、従来の線形補償方式であるプリディストーション回路の一例を示す概略ブロック図である。同相入力  $I_1$  と直入力  $Q_1$  は、補正回路7に入れ

( $P_{inPrd}$ ) だけ位相が回転する。これを補正するため、入力位相を  $-d\theta$  ( $P_{inPrd}$ ) だけ回転させればよい。以上の操作を  $I$ 、 $Q$  信号に対する操作で表すと、振幅補正は、

$$\begin{aligned} (I') &= (G_{prd} (P_{in}) \quad 0) (I) \\ (Q') &= (0 \quad G_{prd} (P_{in})) (Q) \end{aligned}$$

となる。位相補正は、

【0012】以上の操作をまとめると、

られ、高周波増幅器8の歪みを打ち消す様に補正され、同相信号  $I_2$  と直交信号  $Q_2$  として出力される。同相信号  $I_2$  と直交信号  $Q_2$  は、直交変調器5に入力され、直交変調器出力は、高周波増幅器8に入力され、増幅後出力される。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上記のような従来のカーテシアン・フィードバック方式においては、歪み改善度を高めると、歪み改善可能な帯域幅が狭くなってしまうという問題があった。

【0019】また、プリディストーション方式においては、送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善は行えないという問題があった。

【0020】本発明は、上記の問題を解決するもので、歪み改善効果を保ったまま、歪み改善可能な帯域幅を広げると共に、送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善も行える線形補償回路を提供することを目的とする。

【0021】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するために、本発明では、局部復調された局部同相復調信号  $I_4$  および局部直交復調信号  $Q_4$  を同相信号  $I_2$  および直交信号  $Q_2$  からそれぞれ減算して同相誤差信号  $I_3$  および直交誤差信号  $Q_3$  を算出する減算回路1および減算回路2と、ディジタル・アナログ変換回路13の出力に同相誤差信号  $I_3$  を加算する加算回路3と、ディジタル・アナログ変換回路14の出力に直交誤差信号  $Q_3$  を加算する加算回路4と、加算回路3および加算回路4の出力を帯域制限するループフィルタ5およびループフィルタ6と、ループフィルタ5およびループフィルタ6の出力を搬送波で直交変調する直交変調器7と、直交変調された信号を増幅する高周波増幅器8と、増幅された信号を送信出力するとともに一部を分岐して位相調整された搬送波を用い局部同相復調信号  $I_4$  および局部直交復調信号  $Q_4$  に復調して減算回路に出力する直交復調器9とを具備してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカー

デシアン・フィードバック回路の線形補償回路を、減算回路から出力した同相誤差信号 I 3 および直交誤差信号 Q 3 をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換回路10およびアナログ・デジタル変換回路11と、アナログ・デジタル変換回路10およびアナログ・デジタル変換回路11の出力を入力し補正信号を生成してデジタル・アナログ変換回路13およびデジタル・アナログ変換回路14に入力する補正信号生成回路12とを備えた構成とした。

【0022】このように構成したことにより、ループ利得を下げる事が可能となり、歪み改善効果を保ったまま、歪み改善可能な帯域幅を広げることができる。また、歪み改善帯域幅とループ利得を一定とした場合には、ループ利得分の歪み改善に加え、歪み補正信号を加えることにより歪み改善度が向上する。さらに、従来のプリディストーション方式では不可能であった、送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善もできる。

【0023】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら詳細に説明する。

【0024】(第1の実施の形態)本発明の第1の実施の形態は、送信出力の一部を分岐して局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を、入力信号である同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出し、デジタル変換して補正信号を生成してアナログ変換し、同相誤差信号と直交誤差信号を加算してベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーデシアン・フィードバック回路の線形補償回路である。

【0025】図1は、本発明の第1の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図である。本実施の形態では、2チャンネルある直交変調無線機の信号チャンネルのうち、一方を同相信号、もう一方を直交信号と呼ぶ。図1において、減算回路1は、同相信号 I 2 から局部同相復調信号 I 4 を減算して同相誤差信号 I 3 を出力する回路である。減算回路2は、直交信号 Q 2 から局部直交復調信号 Q 4 を減算して直交誤差信号 Q 3 を出力する回路である。ループフィルタ5は、同相誤差信号 I 3 の帯域を制限するフィルタである。ループフィルタ6は、直交誤差信号 Q 3 の帯域を制限するフィルタである。直交変調器7は、ループフィルタ出力を直交変調する変調器である。高周波増幅器8は、直交変調器の出力信号を増幅する増幅器である。直交復調器9は、高周波増幅器出力の一部を分岐した信号を復調して、局部同相復調信号 I 4 と局部直交復調信号 Q 4 を出力する復調器である。アナログ・デジタル変換回路10は、同相誤差信号 I 3 をデジタル信号に変換する回路である。アナログ・デジタル変換回路11は、直交誤差信号 Q 3 をデジタル信号に変換する回路である。補正信号生成回路

12は、デジタル変換された同相誤差信号 I 3 および直交誤差信号 Q 3 から高周波増幅器の歪みに従った補正信号を計算する回路である。デジタル・アナログ変換回路13、14は、補正信号生成回路出力をアナログ信号に変換する回路である。加算回路3、4は、アナログ信号に変換された補正信号生成回路出力を同相誤差信号 I 3 および直交誤差信号 Q 3 に加算する回路である。

【0026】図2は、補正信号生成回路の構成を示すブロック図である。図2において、掛算回路19は、同相入力 I 1 の2乗を計算する回路である。掛算回路20は、直交入力 Q 1 の2乗を計算する回路である。加算回路21は、掛算回路19の出力と掛算回路20の出力の和を計算する回路である。補正信号生成表22は、加算回路21の出力である I 1 と Q 1 の振幅の2乗である  $I 1 \times I 1 + Q 1 \times Q 1$  に従って  $G_{prd} \times \cos(-d\theta) - 1$  と  $G_{prd} \times \sin(-d\theta)$  を出力するテーブルである。掛算回路15、16、17、18は、補正信号生成表出力と同相入力 I 1、直交入力 Q 1 の積を計算する回路である。加算回路23、24は、掛算回路15と16の各出力、および掛算回路17と18の各出力の和をそれぞれ計算する回路である。

【0027】図3を用いて、本発明の原理を説明する。増幅器の入力電圧を  $V_{in2}$ 、増幅器の出力電圧を  $V_{out2}$ 、増幅器の歪み電圧を  $V_d$ 、増幅器の雑音電圧を  $V_n$ 、歪み補正電圧を  $V_{prd}$  とする。  $V_{prd}$  は、増幅器の特性を予め測定した結果に基づいているため、温度、時間、電源電圧の変動による特性の変化、増幅器の雑音、等による歪みを補正することはできない。このため、温度、時間、電源電圧による特性変動、増幅器の雑音などによる歪みは  $V_n$  に含めることにする。

【0028】まず、雑音電圧  $V_n$  が0の場合を調べる。増幅器の入出力特性を

$$V_{out2} = V_{out2}(V_{in2})$$

とすると、増幅器の利得を  $G_1$  として

$$V_{out2}(V_{in2}) = G_1 \times V_{in2} + V_d$$

となる。これは、歪み補正前の値  $V_{err}$  で表すと

$$V_{in2} = V_{err} + V_{prd}$$

なので、

$$V_{out}(V_{err} + V_{prd}) = G_1 \times V_{in2} + V_d$$

となる。  $V_{prd}$  は増幅器が線形動作した場合と同様の出力が出るようにするための補正電圧であり、増幅器出力は  $V_{err}$  に対して利得  $G_1$  倍となる。式で表すと以下のようになる。

$$V_{out}(V_{err} + V_{prd}) = G_1 \times V_{err}$$

これより、ループの方程式を求めると、

$$V_{in} - G_1 \times V_{err} \times G_2 = V_{err}$$

$$V_{out} = G_1 \times V_{err}$$

となる。これを解くと

$$V_{out} = G_1 / (1 + G_1 \times G_2) V_{in}$$

となる。このように、雑音電圧  $V_n$  が無い場合には、歪み電圧成分  $V_d$  を完全に補償することができる。

【0029】次に、雑音電圧 $V_n$ が0でない場合を調べる。雑音電圧 $V_n$ は、信号成分に比べて十分に小さいので、補正信号生成回路および増幅器の小信号等価回路を用いる。以下では、雑音 $V_n=0$ の場合の信号を、 $V_{err}$ 、 $V_{prd}$ 、 $V_{in2}$ 、 $V_{out2}$ 、 $V_{out}$ で、雑音 $V_n \neq 0$ の場合の信号を、 $V_{err}'$ 、 $V_{prd}'$ 、 $V_{in2}'$ 、 $V_{out2}'$ 、 $V_{out}'$ で表す。また、各信号の変化分を、 $\partial V_{err}$ 、 $\partial V_{prd}$ 、 $\partial V_{in2}$ 、 $\partial V_{out2}$ 、 $\partial V_{out}$ で表す。各変数の

$$\begin{aligned} V_{prd}' &= V_{prd} + \partial V_{prd} \\ &= V_{prd} (V_{err}') \\ &= V_{prd} (V_{err} + \partial V_{err}) \\ &= V_{prd} (V_{err}) + (\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) \cdot \partial V_{err} \end{aligned}$$

となる。よって、 $\partial V_{prd} = (\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) \cdot \partial V_{err}$ となる。

【0031】 $V_{in2} = V_{prd} + V_{err}$

なので、

$\partial V_{in2}$

$$\begin{aligned} V_{out2}' &= V_{out2} (V_{in2}') \\ &= V_{out2} (V_{in2} + \partial V_{in2}) \\ &= V_{out2} (V_{in2}) + (\partial V_{out2}) / (\partial V_{in2}) \cdot \partial V_{in2} \\ &\approx V_{out2} (V_{in2}) + G_1 \cdot \partial V_{in2} \end{aligned}$$

なので、

$$\begin{aligned} \partial V_{out2} &= G_1 \cdot \partial V_{in2} \\ &= G_1 \cdot ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1) \cdot \partial V_{err} \end{aligned}$$

となる。

【0032】 $V_{out} = V_{out2} + V_d + V_n$

$$\begin{aligned} \partial V_{out} &= \partial V_{out2} + \partial V_n \\ &= G_1 \cdot ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1) \cdot \partial V_{err} + \partial V_n \end{aligned}$$

となる。ここで、雑音電圧 $V_n$ による、歪み信号 $V_d$ の変化は十分に小さく、一定だと仮定している。

【0033】 $V_{err} = V_{in} - G_2 \cdot V_{out}$

なので、

$$\partial V_{err} = -G_2 \cdot \partial V_{out}$$

となる。これより、

$$V_{out} = -G_1 \cdot G_2 \cdot ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1) \cdot \partial V_{err} + V_n$$

よって、

$$\partial V_{out} = 1 / (G_1 \cdot G_2 \cdot ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1)) \cdot V_n$$

となる。 $V_{prd}$ は、補正信号なので小さく、

$$(\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) \approx 0$$

なので、

$$\partial V_{out} \approx 1 / (G_1 \cdot G_2) \cdot V_n$$

となる。以上のように、雑音成分は、ほぼ1/ループ利得である、 $1 / (G_1 \cdot G_2)$ 倍となる。

【0034】プリディストーションが不完全であるため

$$\begin{aligned} (I') &= (G_{prd} \times \cos(-d\theta) - 1) - G_{prd} \times \sin(-d\theta) \quad (I) \\ (Q') &= (G_{prd} \times \sin(-d\theta) - G_{prd} \times \cos(-d\theta) - 1) \quad (Q) \end{aligned}$$

関係は、

$$\begin{aligned} V_{err}' &= V_{err} + \partial V_{err} \\ V_{prd}' &= V_{prd} + \partial V_{prd} \\ V_{in2}' &= V_{in2} + \partial V_{in2} \\ V_{out2}' &= V_{out2} + \partial V_{out2} \\ V_{out}' &= V_{out} + \partial V_{out} \end{aligned}$$

である。

【0030】補正信号生成回路の小信号入出力特性は、

$$\begin{aligned} &= \partial V_{prd} + \partial V_{err} \\ &= ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) \cdot \partial V_{err} + \partial V_{err}) \\ &= ((\partial V_{prd}) / (\partial V_{err}) + 1) \cdot \partial V_{err} \end{aligned}$$

となる。増幅器の入出力特性は、

なので、

生じる歪みは、 $V_n$ に含めることができ、上で示したように、本方式では、ループ利得分だけ改善できる。このため、本方式では、増幅器の歪みに対しては、プリディストーションによる改善効果と、カーテシアン・フィードバックによる改善効果の和となる。

【0035】このように、歪み成分に関しては、プリディストーションによる歪み改善効果とカーテシアン・フィードバックによる歪み改善効果の和となり、雑音や電源電圧、温度の変動による歪みは、カーテシアン・フィードバックのループ利得だけ改善される。

【0036】次に、図1を用いて、本発明の第1の実施の形態における線形補償回路の動作について説明する。同相誤差信号I3、直交誤差信号Q3は、ディジタル・アナログ変換回路10、ディジタル・アナログ変換回路11により、ディジタル信号に変換される。この信号が、補正信号生成回路12に入力される。補正信号生成回路は、入力をI、Q、出力をI'、Q' とすると、



を計算する。よって、補正信号生成回路は

$$I' = (G_{prd} \times \cos(-d\theta) - 1) \times I_3 - G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times Q_3$$

$$Q' = G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times I_3 + (G_{prd} \times \cos(-d\theta) - 1) \times Q_3$$

を出力する。この出力はデジタル・アナログ変換回路13、デジタル・アナログ変換回路14に入力されてアナログ信号となり、加算回路3、加算回路4に入力される。加算回路3は、 $I_3$ と $I'$ を加算するので、加算回路3の出力は、 $G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times I_3 - G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times Q_3$ となる。

【0037】加算回路4は、 $Q_3$ と $Q'$ を加算するので、加算回路4の出力は、 $G_{prd} \times \sin(-d\theta) \times I_3 + G_{prd} \times \cos(-d\theta) \times Q_3$ となる。よって、加算回路3と加算回路4出力は、プリディストーション方式による歪み補償を行った信号と等しくなる。

【0038】加算回路3、加算回路4の出力は、ループフィルタ5、ループフィルタ6、に入力され、帯域制限される。ループフィルタ5、ループフィルタ6は、その出力が直交変調器7に入力され直交変調され出力される。直交変調器7出力は高周波増幅器8に入力され増幅後出力される。出力の一部は分岐され直交復調器9に入力され直交復調され局部同相復調信号 $I_4$ 、局部直交復調信号 $Q_4$ として出力される。局部同相復調信号 $I_4$ 、局部直交復調信号 $Q_4$ は、減算回路1、減算回路2に入力され、同相信号 $I_2$ 、直交信号 $Q_2$ と減算され、同相誤差信号 $I_3$ 、直交誤差信号 $Q_3$ を出力する。以上のようにして、カーテシアン・フィードバックが構成されている。

【0039】上記のように、本発明の第1の実施の形態では、カーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路を、送信出力の一部を分岐して局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を、入力信号である同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出し、デジタル変換して補正信号を生成してアナログ変換し、同相誤差信号と直交誤差信号を加算してベースバンドの直交座標で歪みを補正する構成としたので、従来のプリディストーション方式では不可能であった、温度、時間、電源電圧の変動による特性の変化、増幅器の雑音、等による歪みを補正することができる。さらに、プリディストーションにより歪の補正が行われるため、ループ利得を低くしても同等の歪改善効果が得られる。このため、ループの位相余裕が増し、歪改善が可能な周波数帯域を広くすることができる。

【0040】(第2の実施の形態) 本発明の第2の実施の形態は、入力信号である同相入力および直交入力をアナログ変換して同相信号および直交信号を生成して、送信出力の一部を局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を、同相信号および直交信号からそれぞれ

減算して、同相誤差信号および直交誤差信号を算出するとともに、同相入力および直交入力に従って補正信号を生成してアナログ信号に変換して、同相誤差信号と直交誤差信号をそれぞれ加算するベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路である。

【0041】図12は、本発明の第2の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図である。図12において、デジタル・アナログ変換回路25、26は、同相入力 $I_1$ と直交入力 $Q_1$ をそれぞれアナログ信号に変換する回路である。第2の実施の形態が、第1の実施の形態と異なる点は、補正信号生成回路12の入力が同相入力 $I_1$ と直交入力 $Q_1$ となり、デジタル・アナログ変換回路10、デジタル・アナログ変換回路11が省略された事、補正信号生成回路12の入力が同相入力 $I_1$ 、直交入力 $Q_2$ となった事である。

【0042】上記のように構成された本発明の第2の実施の形態における線形補償回路の動作を説明する。同相誤差信号 $I_3$ 、直交誤差信号 $Q_3$ は、ループ利得を $GL$ とすると

$$I_3 = -(I_1) / (GL + 1)$$

$$Q_3 = -(Q_1) / (GL + 1)$$

である。上記関係に従って、補正信号生成回路12中の補正信号生成表22を $I_1$ 、 $Q_1$ で表せば、同一入力時に同一の値が補正信号生成回路12より出力される。これにより、第1の実施の形態と同様に動作することが可能である。

【0043】上記のように、本発明の第2の実施の形態では、カーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路を、入力信号である同相入力および直交入力をアナログ変換して同相信号および直交信号を生成して、送信出力の一部を局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を、同相信号および直交信号からそれぞれ減算して、同相誤差信号および直交誤差信号を算出するとともに、同相入力および直交入力に従って補正信号を生成してアナログ信号に変換して、同相誤差信号と直交誤差信号をそれぞれ加算するベースバンドの直交座標で歪みを補正する構成としたので、ループの位相余裕が増し、歪改善が可能な周波数帯域を広くすることができる。

【0044】(第3の実施の形態) 本発明の第3の実施の形態は、同相入力および直交入力に従って信号を補正し、アナログ変換して同相信号および直交信号とし、送信出力の一部を局部復調し局部同相復調信号および局部直交復調信号を同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出して、ベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路である。

【0045】図13は、本発明の第3の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図である。第3の実施の形態が、第1の実施の形態と異なる点は、アナ

ログ・デジタル変換回路10、アナログ・デジタル変換回路11、補正信号生成回路12、デジタル・アナログ変換回路13、デジタル・アナログ変換回路14、および、加算回路3、加算回路4が省略され、代わりに同相入力I1、直交入力Q1が補正回路7に入力され、補正回路7の出力がデジタル・アナログ変換回路25、デジタル・アナログ変換回路26に入力されたことである。

【0046】上記のように構成された本発明の第3の実施の形態における線形補償回路の動作を説明する。同相誤差信号I3、直交誤差信号Q3は、ループ利得をGLとすると

$$I3 = -(I1) / (GL + 1)$$

$$Q3 = -(Q1) / (GL + 1)$$

である。上記関係に従って、補正回路7中の補正表27をI1、Q1で表せば、第1の実施の形態と同様に動作することが可能である。

【0047】上記のように、本発明の第3の実施の形態では、カーテシアン・フィードバック回の路線形補償回路を、同相入力および直交入力に従って信号を補正し、アナログ変換して同相信号および直交信号とし、送信出力の一部を局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出して、ベースバンドの直交座標で歪みを補正する構成としたので、ループの位相余裕が増し、歪改善が可能な周波数帯域を広くすることができる。

【0048】(第4の実施の形態) 本発明の第4の実施の形態は、振幅角度誤差補正回路で、同相入力および直交入力に従って信号を補正し、アナログ変換して同相信号および直交信号とし、送信出力の一部を局部復調した

$$\begin{pmatrix} I5 \\ Q5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 + dG & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(d\theta) & -\sin(d\theta) \\ \sin(d\theta) & \cos(d\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I1 \\ Q1 \end{pmatrix}$$

となる。

$$M = \begin{pmatrix} 1 + dG & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(d\theta) & -\sin(d\theta) \\ \sin(d\theta) & \cos(d\theta) \end{pmatrix}$$

としたとき、Mの逆行列を

$$IM = \begin{pmatrix} IM1 & IM2 \\ IM3 & IM4 \end{pmatrix} = \text{inv}(M)$$

とする。図15の振幅角度誤差補正回路中の係数を係数1=IM1、係数2=IM2、係数3=IM3、係数4=IM4としたとき、図14で示される回路の入出力関係は、

$$\begin{pmatrix} I5 \\ Q5 \end{pmatrix} = G \cdot M \cdot \text{inv}(M) \cdot \begin{pmatrix} I1 \\ Q1 \end{pmatrix} = G \cdot \begin{pmatrix} I1 \\ Q1 \end{pmatrix}$$

$$\therefore I5 = G \cdot I1, Q5 = G \cdot Q1$$

となる。以上のように、振幅角度補正回路を用いることにより振幅誤差、角度誤差が補正される。

【0054】一般に、直交変調器7、直交復調器8の振

局部同相復調信号および局部直交復調信号を同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出して、ベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回の路線形補償回路である。

【0049】図14は、本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図である。図14において、振幅角度誤差補正回路28は、入力信号に係数をかけて補正する回路である。第4の実施の形態が第3の実施の形態と異なる点は、補正回路7が振幅角度誤差補正回路28になったことである。

【0050】図15は、振幅角度誤差補正回路のブロック図である。振幅角度誤差補正回路は、補正回路7において、掛算回路15、掛算回路16、掛算回路17、掛算回路18の入力を、補正表ではなく、係数1、係数2、係数3、係数4としたものである。

【0051】上記のように構成された本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の動作を説明する。カーテシアン・フィードバック回路は、直交変調器7や直交復調器8の振幅誤差や角度誤差があると、カーテシアン・フィードバック全体としても、振幅や角度に誤差を生じてしまう。

【0052】振幅、角度誤差は、イメージ・リークを起こし、その結果、変調精度を悪化させてしまう。ここで、カーテシアン・フィードバック全体の振幅誤差をdG、角度誤差をdθとし、出力信号をベースバンドに直したものを同相信出力I5、直交出力Q5とし、ループ全体の利得をGとする。同相入力I1および直交入力Q1と、同相信出力I5および直交出力Q5との間の関係は、

【0053】

幅誤差、角度誤差は、個々のブロック毎に一定であるので、直交変調器7、直交復調器9が決まれば、係数1、係数2、係数3、係数4を決めることができる。そのため、製造時に測定を行って係数を決めることができる。

【0055】上記のように、本発明の第4の実施の形態では、カーテシアン・フィードバック回の路線形補償回路を、振幅角度誤差補正回路で、同相入力および直交入力に従って信号を補正し、アナログ変換して同相信号および直交信号とし、送信出力の一部を局部復調した局部同相復調信号および局部直交復調信号を同相信号および直交信号からそれぞれ減算して同相誤差信号および直交誤差信号を算出して、ベースバンドの直交座標で歪みを補正する構成としたので、直交変調器7や直交復調器9の振幅誤差や角度誤差によって生じるカーテシアン・フィードバック全体の振幅誤差や角度誤差を補正すること

ができる。

【0056】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明では、ベースバンドの直交座標で歪みを補正するカーテシアン・フィードバック回路の線形補償回路を、局部復調された局部同相復調信号I 4および局部直交復調信号Q 4を同相信号I 2および直交信号Q 2からそれぞれ減算した同相誤差信号I 3および直交誤差信号Q 3をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換回路10およびアナログ・デジタル変換回路11と、その出力を入力し補正信号を生成してデジタル・アナログ変換回路13およびデジタル・アナログ変換回路14に入力する補正信号生成回路12と、デジタル・アナログ変換回路13の出力に同相誤差信号I 3を加算する加算回路3と、デジタル・アナログ変換回路14の出力に直交誤差信号Q 3を加算する加算回路4と、ループフィルタと、直交変調器と、高周波増幅器とを備えた構成としたので、ループ利得を下げる事が可能となり、これにより、歪み改善帯域幅を拡張できるという効果が得られる。

【0057】また、歪み改善帯域幅とループ利得を一定とした場合には、ループ利得分の歪み改善に加え、歪み補正信号を加えることにより歪み改善が向上する。送信機の雑音、温度・電源電圧変化による特性変化等による歪みの改善も行える。

【0058】さらに、高周波増幅器自体の歪み特性改善の必要はなく、高周波増幅器の利得制御も必要とせず、全てベースバンド部での処理であり、線形補償を行うために新たに必要な電力は少なくて済むため、送信電力の小さい高周波増幅器の線形補償に用いることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態における線形補償回路のブロック図、

【図2】本発明の第1の実施の形態における線形補償回路の補正信号生成回路のブロック図、

【図3】本発明の原理を示す図、

【図4】従来の線形補償回路であるカーテシアン・フィードバック回路の図、

【図5】カーテシアン・フィードバック回路の原理を示す図、

【図6】高周波増幅器の入出力特性を示す図、

【図7】高周波増幅器の入出力逆特性を示す図、

【図8】高周波増幅器の歪み補正特性を示す図、

【図9】従来の線形補償回路であるプリディストーション回路の図、

【図10】従来のプリディストーション回路における補正回路のブロック図、

【図11】カーテシアン・フィードバックの原理図の回路の位相特性を示す図、

【図12】本発明の第2の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図、

【図13】本発明の第3の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図、

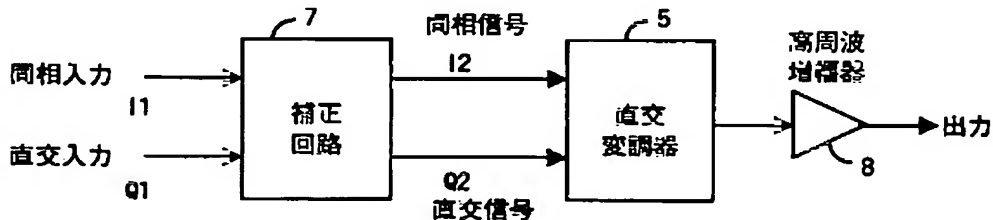
【図14】本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の構成を示すブロック図、

【図15】本発明の第4の実施の形態における線形補償回路の振幅角度誤差補正回路の構成を示すブロック図である。

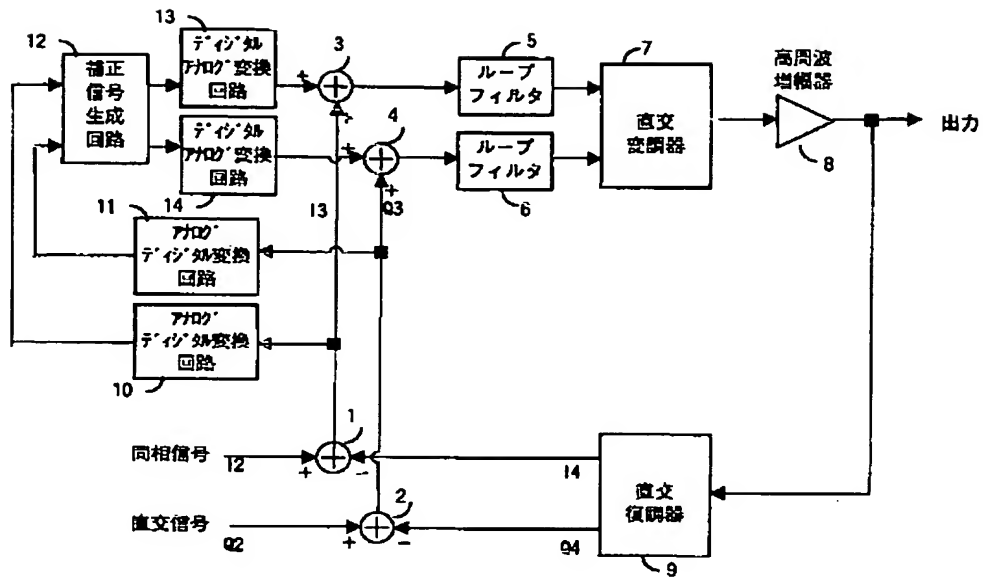
【符号の説明】

- 1、2 減算回路
- 3、4、21、23、24 加算回路
- 5、6 ループ・フィルタ
- 7 直交変調器
- 8 高周波増幅器
- 9 直交復調器
- 10、11 アナログ・デジタル変換回路
- 12 補正信号生成回路
- 13、14、25、26 デジタル・アナログ変換回路
- 15、16、17、18、19、20 掛算回路
- 22 補正信号生成表
- 27 補正表
- 28 振幅角度誤差補正回路

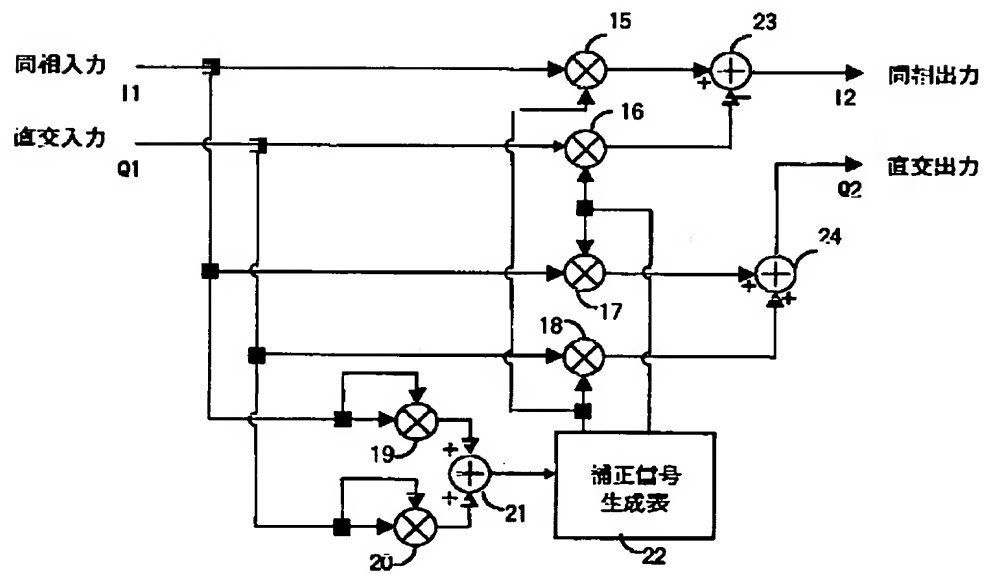
【図9】



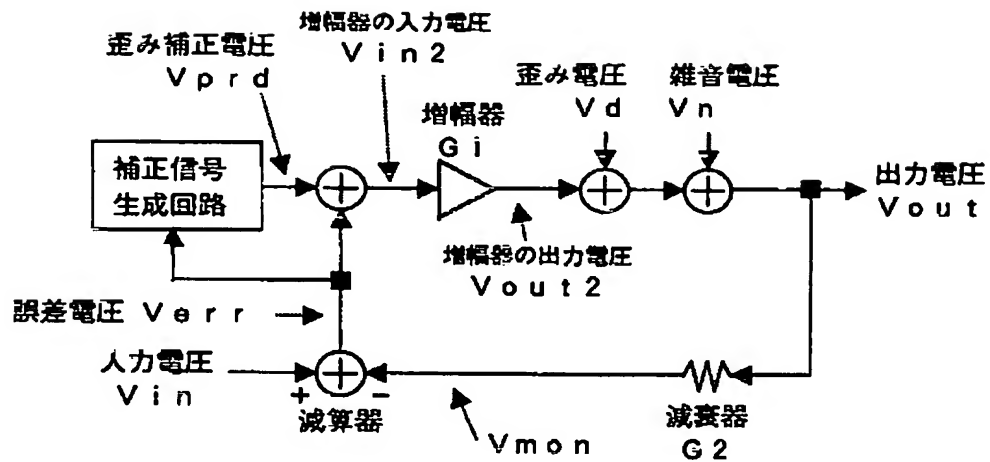
【図1】



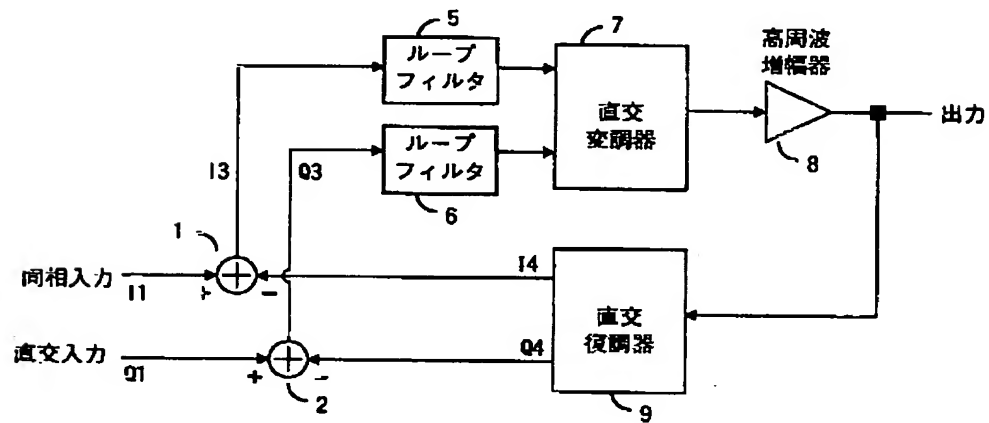
【図2】



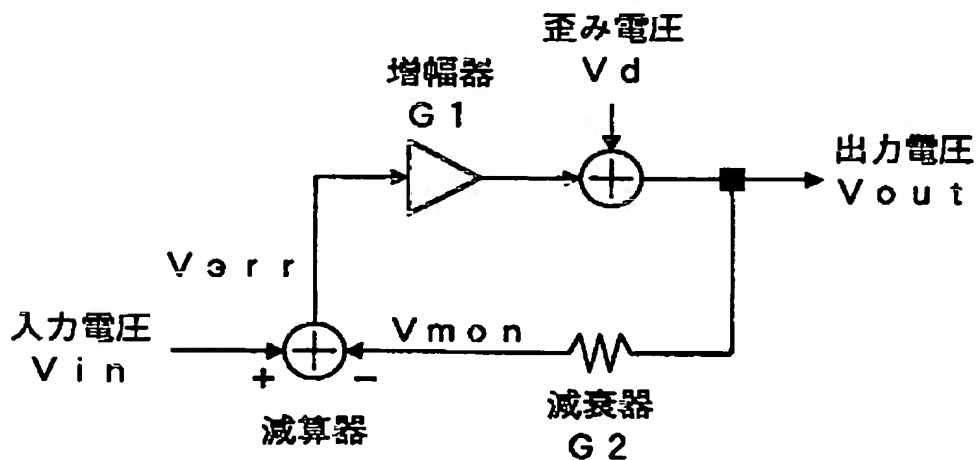
【図3】



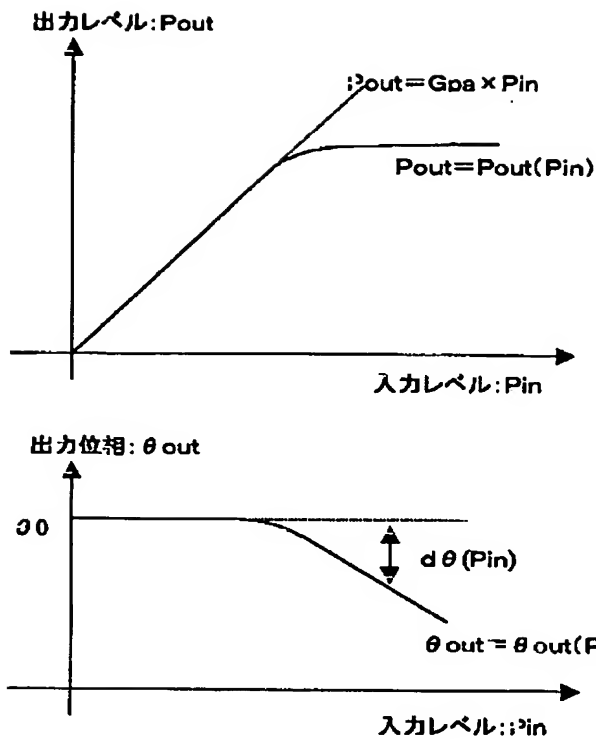
【図4】



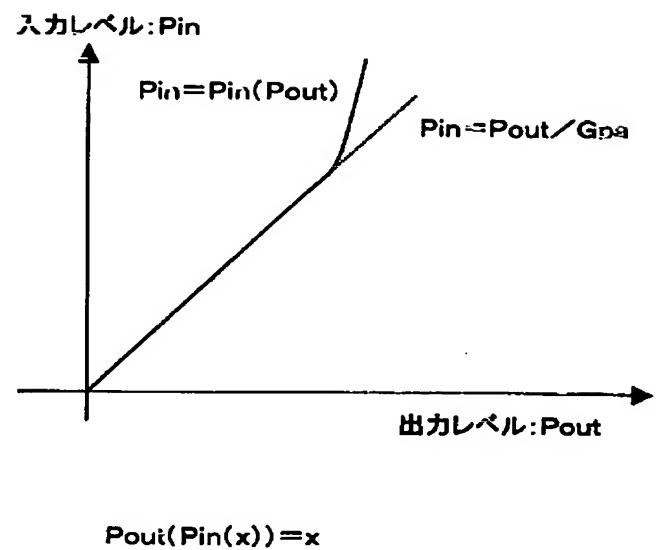
【図5】



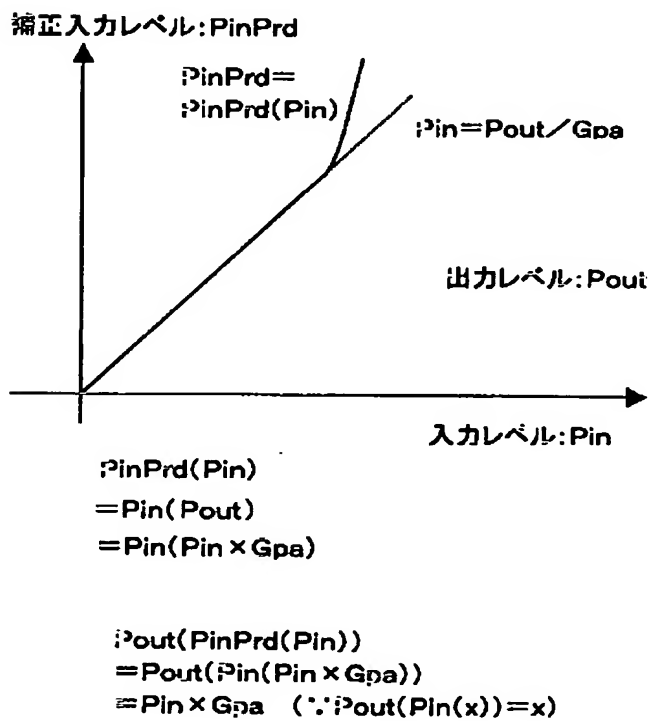
【図6】



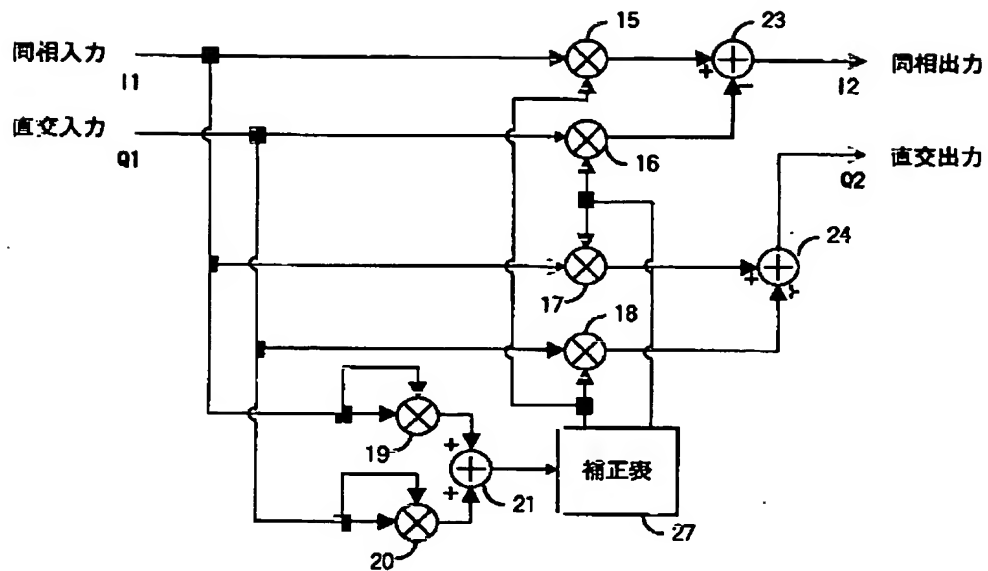
【図7】



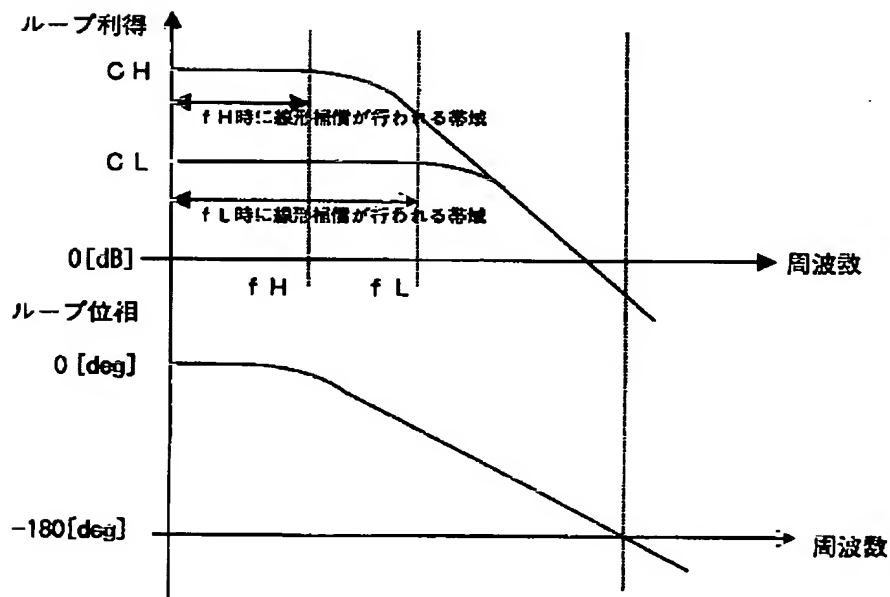
【図8】

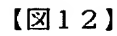


【図10】



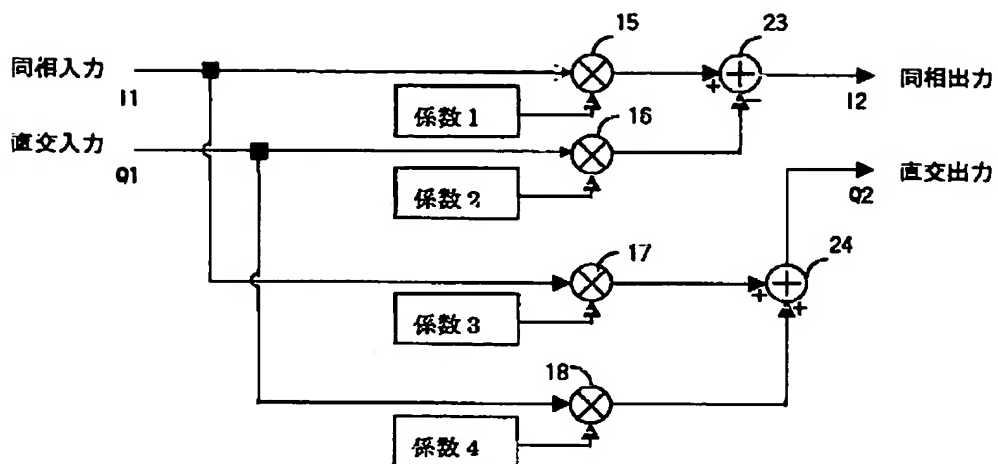
【図11】







【図15】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J090 AA04 AA41 CA25 CA26 CA62  
 FA08 FA17 GN03 GN05 GN06  
 HA25 HN03 HN04 HN07 HN08  
 HN17 KA17 KA26 KA34 KA42  
 KA53 KA55 MA13 NN16 SA14  
 TA01 TA02  
 5K004 AA05 AA08 FE07 FF05 JE00  
 JF04  
 5K060 BB07 CC04 FF06 HH01 HH09  
 HH11 KK03 KK04 KK06 LL24